ANALES

DE LA

SOCIEDAD CIENTIFICA

ARGENTINA

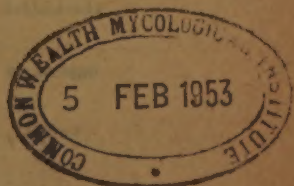
DIRECTOR: ALBERTO G. URCELAY

NOVIEMBRE 1952 — ENTREGA V — TOMO CLIV

SUMARIO

BUENOS AIRES
AVDA. SANTA FE 1145

1952



ADVERTENCIA.— Los colaboradores de los Anales son personalmente responsables de la tesis sustentada en sus escritos. Tienen derecho a la corrección de dos pruebas. Los que deseen tirada aparte de 50 ejemplares de sus artículos, deben solicitarla por escrito. Artº 10 del Reglamento de los "ANALES" (modificado por la J. D. en su sesión de fecha 4 de septiembre 1941). Los escritos originales destinados a la Dirección de los "Anales", serán remitidos a la Gerencia de la Sociedad, avenida Santa Fe 1145, a los efectos de registrar la fecha de entrega para luego enviarlos al señor Director. La Sociedad no tomará en consideración las observaciones de los autores que se refieran a cualquier anormalidad, si no se ha cumplido con el requisito indicado.

Impreso en los Talleres Gráficos "TOMAS PALUMBO" - La Madrid 311-325 - Buenos Aires

LAS SERIES CRONOLOGICAS Y SU TRATAMIENTO METODOLOGICO

POR

EVELIO O. FABBRONI

El estudio de las series cronológicas constituye, a no dudarlo, un problema de gran importancia, en especial modo dentro del campo económico.

La localización y medición de las diversas componentes han constituído el tema de un buen número de autores, quienes, al parecer, no se han puesto de acuerdo en la elección de un método de análisis.

El problema debe ser tocado, evidentemente, en su propia base. Si así lo hacemos, surgirán estas dos preguntas: ¿Cuáles son los factores que determinan el movimiento de una serie? ¿En qué forma actúan?

Para contestar satisfactoriamente a la primera, habría que resolver el difícil problema de la demostración de la existencia de cada uno de esos factores, ya que sería inútil ensayar un método para determinar algo que no existe. Dentro del campo económico, podemos recurrir a la opinión de la mayoría de los economistas, que admiten la existencia de los siguientes elementos de variación:

a) tendencia secular,
b) movimiento estacional o ciclo anual,
c) otros movimientos cíclicos,
d) componente residual: 1) accidental, 2) aleatoria.

En cuando a la segunda pregunta, de su contestación dependerá la elaboración del método adecuado de análisis y descomposición de las series.

El problema, visto del punto de vista matemático, será el de explicitar una función del tipo:

$$F(y, t, e, c, r) = 0 \qquad [1]$$

donde y representa los valores de observación, t la tendencia, e la estacionalidad, c los otros movimientos cíclicos y r la componente residual.

Si bien es posible que el tipo de esta función podría ser diferente en otros campos, puede sentarse, para las series económicas, la hipótesis de que las diversas componentes contribuyen en forma aditiva en la composición de las mismas.

Creo de esta manera interpretar el pensamiento de los economistas, quienes tratan el devenir de los hechos económicos, considerando a cada elemento de variación como independiente de los demás.

La explicitación de la [1], bajo esta hipótesis, nos conduciría a la expresión:

$$y = t + e + c + r \qquad [2]$$

En estas condiciones, el tratamiento correcto de la serie consistiría en poner de manifiesto y eliminar luego cada una de las componentes, comenzando por los movimientos de más larga duración. El orden a establecer sería el siguiente: 1) tendencia secular, 2) movimientos cíclicos (comenzando por los de más largo período y concluyendo por el ciclo anual), 3) componente residual.

Sin embargo, debido a la dificultad que presenta el tratamiento de los ciclos epianuales, corrientemente se elimina de los valores de observación la tendencia y la componente estacional, tratando al conjunto de los valores remanentes como componente cíclica.

En cuanto a la caracterización de la tendencia, es aconsejable que se haga por medio de un polinomio de primer grado. La utilización de polinomios de mayor grado puede implicar la asignación al movimiento de tendencia de un elemento extraño, cual sería la influencia de alguno de los ciclos, amén de que una función parabólica no resulta fiable para una extrapolación.

De los movimientos cíclicos, el que menos dificultades presenta es la componente estacional, ya que su período de un año está perfectamente definido.

Siguiendo el procedimiento general del tratamiento metodológico de las series cronológicas y apoyándome en la hipótesis [2], voy a presentar un método sencillo para la caracterización y eliminación de la componente estacional, no sin antes mencionar el método de las medias mensuales, sobre cuya base ha sido elaborado.

Determinación y eliminación de la componente estacional. — Sea una serie de valores experimentales de observación mensual:

$$y_{ij}$$

donde i varía con los años, de 1 a n, y j con los meses, de 1 a 12.

En el método de las medias mensuales se establecen, en primer lugar, las medias correspondientes a cada uno de los meses, a través de los diversos años. Es decir:

$$\overline{y}_1 = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^{n} y_{i1} \; ; \; \overline{y}_2 = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^{n} y_{i2} \; ; \; \ldots \; ; \; \overline{y}_{12} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^{n} y_{i12} \qquad [3]$$

Luego se determina la media de estos valores, que será el promedio de los $12 . n$ valores de observación, ya que:

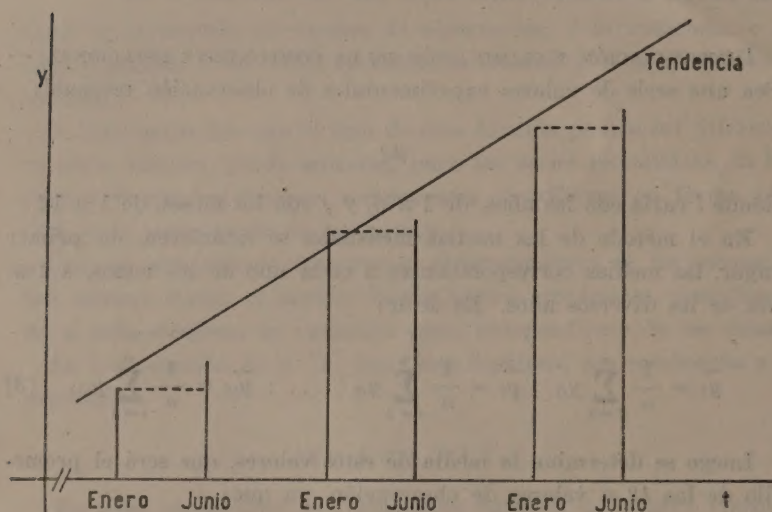
$$\overline{y} = \frac{1}{12} \sum_{j=1}^{12} \overline{y}_j = \frac{1}{12} \sum_{j=1}^{12} \frac{1}{n} \sum_{i=1}^{n} y_{ij} = \frac{1}{12\,n} \sum_{i=1}^{n} \sum_{j=1}^{12} y_{ij}$$

Se hace corresponder a $\overline{y}$ el número 100. Por regla de tres simple se determina el porcentaje que representan los distintos $\overline{y}_j$ con respecto a $\overline{y}$. Estos serán los porcentajes de estacionalidad.

Si bien el método es sencillo, cabe señalar que resulta incorrecto a poco que la serie presente una tendencia notable, tanto creciente como decreciente. En el primero de los casos, el promedio de cada uno de los meses estará abultado con respecto a los promedios de los meses anteriores, debido a la tendencia del fenómeno, lo que no permite la apreciación de las diferencias provenientes de la estacionalidad. En el segundo caso la deficiencia se manifestará en sentido contrario.

Esto puede ser apreciado con un ejemplo práctico. Supongamos tener una serie con una marcada tendencia ascendente y que los valores correspondientes a los distintos enero sigan en media al movi-

miento de tendencia. El mes de junio, por ejemplo, puede presentar mayores valores que enero y, sin embargo, estar sistemáticamente por debajo de la línea de tendencia, debido a una influencia estacional en menos. Gráficamente:



El cálculo de los porcentajes de estacionalidad, de acuerdo al procedimiento indicado, daría para junio (mes influenciado en forma negativa) un valor mayor que para enero (mes de evolución normal), lo que sería incorrecto.

Se ve, pues, que la estacionalidad ha de ser fijada como una desviación con respecto a la tendencia. Para ello, si la función de ajustamiento que caracteriza la tendencia es $f(t_{ij})$, donde t_{ij} es el valor de la abscisa para el j-ésimo mes del año i-ésimo, se tomarán los promedios de los valores teóricos que le corresponden a cada mes a través de los n años:

$$f_1 = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^{n} f(t_{i1}) \; ; \; f_2 = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^{n} f(t_{i2}) \; ; \; \ldots \; ; \; f_{12} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^{n} f(t_{i12}) \quad [4]$$

Determinamos luego los desvíos entre los promedios [3] y los [4]:

$$\delta_1 = \overline{y_1} - f_1 ; \; \delta_2 = \overline{y_2} - f_2 ; \ldots ; \delta_{12} = \overline{y_{12}} - f_{12}$$

Estos desvíos representan la estacionalidad, pero, a fin de establecer variaciones porcentuales, como en el método de las medias mensuales, puede construirse los índices:

$$100 + \frac{\delta_j}{\overline{y}} 100 = 100 \left(1 + \frac{\delta_j}{\overline{y}}\right)$$

Es de hacer notar que cuando $f(t_{ij}) = P_1(t_{ij}) = a_0 + a_1 t_{ij}$, es decir, cuando la tendencia es rectilínea, el promedio de los valores teóricos correspondientes al j-ésimo mes estará dado por el valor que toma el polinomio de primer grado para:

$$t_{ij} = t_{1j} + \frac{t_{nj} - t_{1j}}{2} = \frac{t_{1j} + t_{nj}}{2} \quad \text{(punto medio del intervalo, } t_{1j}, t_{nj}\text{)}$$

ya que:

$$f_j = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^{n} P_1(t_{ij}) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^{n} (a_0 + a_1 t_{ij}) = a_0 + \frac{a_1}{n} \sum_{i=1}^{n} t_{ij} =$$

$$= a_0 + \frac{a_1}{n} \frac{t_{1j} + t_{nj}}{2} n = a_0 + a_1 \frac{t_{1j} + t_{nj}}{2} = P_1\left(\frac{t_{1j} + t_{nj}}{2}\right)$$

por ser $\sum_{n=1}^{n} t_{ij}$ la suma de los términos de una progresión aritmética.

Eliminación. — La eliminación de la componente estacional se hará restando a cada y_{ij} el correspondiente δ_j. Es decir que los valores libres de estacionalidad estarán dados por:

$$Y_{ij} = y_{ij} - \delta_j$$

Esto responde a la hipótesis de aditividad, ya que nada es más lógico que restar aquello que está sumado, si es que se lo quiere eliminar. Por el mismo motivo, sería incorrecto, bajo la hipótesis [2], tratar de eliminar la componente estacional por medio de cocientes.

Cabe señalar que:

$$\overline{Y_j} = \overline{y_j} - \delta_j$$

con lo que resulta:

$$\overline{Y_j} = f_j$$

Esto indica que los promedios mensuales estarán ahora influenciados únicamente por la tendencia, lo que pone en evidencia la total y correcta eliminación de la estacionalidad.

INST. ESTADÍSTICA, FAC. C. ECON.
UNIV. NAC. DEL LITORAL

ESTUDIO DE MICROONDAS ELECTROMAGNETICAS

Proyecto, construcción y ensayo de un ondámetro coaxil de laboratorio para la banda de 10 cm
Análisis teórico de un nuevo tipo de pistón resonante

POR

ALBERTO BILOTTI (*)

CAVIDADES RESONANTES

En cualquier región dieléctrica totalmente limitada por paredes conductoras puede ser almacenada energía electromagnética. Cuando la frecuencia de oscilación y la geometría del recinto son tales que se cumplen las condiciones de borde, el sistema almacena energía electromagnética durante intervalos de tiempo grandes comparados con el período de la frecuencia resonante. Tales elementos se denominan *cavidades resonantes* y las soluciones resonantes que definen la formación de ondas estacionarias en el interior de la cavidad, son los *modos normales de oscilación.*

Cada cavidad, de acuerdo a su forma geométrica, posee un conjunto diferente de modos normales que se diferencian en las frecuencias y en la configuración espacial del campo; a su vez, cada uno

(*) Para la realización de este trabajo, la Sociedad Científica Argentina adjudicó al autor una de las becas ordinarias instituídas para el año 1950. El estudio efectuado por el ingeniero Bilotti, cuyo informe final reproducimos, fué aprobado por la Junta Directiva de nuestra Institución, que, además, y de acuerdo con el dictamen de la Comisión de Becas, resolvió felicitar al autor y publicar su monografía en *Anales*.

En un informe anterior correspondiente a este mismo estudio el ingeniero Bilotti trató estos temas:

« Proyecto, construcción y ensayo de una fuente estabilizada para alimentación de Klystrons. »

« Proyecto, construcción y ensayo de un sistema irradiante para la banda de 10 cm ».

El ingeniero Bilotti ha dejado constancia del apoyo que le han prestado en todo momento los profesores ingenieros Juan Sabato y Rogelio Mc-Loughlin.

de estos grupos posee un número infinito de modos de oscilación. Si todos los modos normales correspondientes a una cavidad cualquiera se ordenan de acuerdo a las frecuencias resonantes crecientes, se encontrará que siempre existe una frecuencia de resonancia mínima, pero en general no existe límite máximo. Para cavidades de formas simples, las dimensiones lineales son del orden de la longitud de onda de las frecuencias resonantes más bajas y es por ello que cavidades de tamaño conveniente pueden ser fácilmente utilizadas como elementos resonantes en frecuencias ultra-elevadas.

Cuando una cavidad es utilizada como elemento constituyente de un circuito, es necesario proveer aberturas en las paredes de la misma para vincularla al resto del conjunto; si bien estos acoplamientos perturban el modo normal de oscilación, su infuencia, en lo que respecta a la distribución del campo, es, en la generalidad de los casos, despreciable.

Un conjunto que contiene cavidades como elementos resonantes, está constituído por una o más líneas de transmisión o sistemas, conectados a las cavidades por medio de los correspondientes acoplamientos, o conectados entre sí de distinta forma. El conjunto puede ser simplificado, a los efectos de su análisis, seccionando las distintas líneas de transmisión cerca de cada cavidad y separando cada una de éstas del resto; los elementos aislados consistirán, entonces, de una cavidad acoplada a uno o más trozos cortos de líneas. Al conjunto de cavidad, acoplamientos y líneas terminales, lo llamaremos, de ahora en adelante, *sistema de cavidad.* El comportamiento integral del circuito se obtendrá tratando separadamente cada sistema de cavidad y combinando luego las soluciones con las que corresponden a las líneas de transmisión.

Analizar rigurosamente un sistema de cavidad desde el punto de vista de la distribución del campo es sumamente dificultoso y en la mayoría de los casos imposible. Es por ello que se prefiere, generalmente, reemplazar el sistema de cavidad por un *circuito equivalente* constituído por impedancias concentradas; dicho circuito debe poseer características iguales o aproximadamente iguales a las del elemento físico que sustituye. Si bien los dos aspectos del problema, la descripción completa del campo dentro del sistema de cavidad y la representación del mismo por medio de un circuito de impedancias concentradas, son equivalentes, las ventajas de este

último radica en que muchas de sus características pueden ser obtenidas sin necesidad de resolver el problema de la distribución del campo. Estas características son comunes a todos los sistemas de cavidad y presentan interés, pues constituyen el fundamento de la teoría de circuitos de dichos sistemas. Es claro que siempre que se desee calcular cada uno de los elementos del circuito equivalente, será necesario conocer previamente la conformación del campo en el interior del sistema de cavidad.

Circuitos equivalentes de un sistema de cavidad. — Consideremos, primeramente, un sistema de cavidad sin pérdidas y provisto de una sola línea de transmisión emergente (fig. 1). Se puede considerar, en un plano de referencia *A*, una tensión y una corriente definidas por el campo electromagnético interior a *A*. La relación entre ambas magnitudes definirá una impedancia que en el caso considerado será imaginaria y función exclusiva de la frecuencia.



FIG. 1.

Se puede demostrar, por medio del teorema de Poynting, que las funciones impedancia y admitancia, en el plano de referencia *A*, están dadas por:

$$Z(\omega) = \frac{j\omega 2(W_H - W_E)}{{}^1\!/_2\, ii^*} \qquad [1]$$

$$Y(\omega) = \frac{j\omega 2(W_E - W_H)}{{}^1\!/_2\, ee^*} \qquad [2]$$

donde W_H y W_E son las energías medias, magnética y eléctrica, almacenadas en el interior del sistema, y e e i la tensión y corriente medidas en el plano de referencia.

Los ceros de $Z(\omega)$ (polos de $Y(\omega)$) y los ceros de $Y(\omega)$ (polos de $Z(\omega)$) se obtienen para frecuencias tales que $W_E = W_H$. Estas frecuencias son, como en todo circuito de constantes distribuídas,

infinitas en número y se identifican con las frecuencias de resonancia del sistema. Desarrollando la [1] en función de estas frecuencias, se llega a:

$$Z(\omega) = -2 \sum_{n=0}^{\infty} r_n \frac{j\omega}{\omega^2 - \omega_n^2} + ja\omega \qquad [3]$$

donde ω_0, ω_1, ω_2, $\omega_3 \dots \omega_n \dots$ son las infinitas frecuencias de resonancia para las cuales se obtienen polos de $Z(\omega)$ La expresión [3] no es más que una extensión del teorema de Foster al caso de infinitas mallas resonantes

Se observa en la [3], que el último término es la reactancia de un inductor; además, si el primer término de la sumatoria para $\omega_0 = 0$ no se anula, representará a su vez la reactancia de un capacitor. Teniendo en cuenta que la impedancia de un circuito LC paralelo es:

$$Z = \frac{-j\dfrac{L}{C}}{\omega L - \dfrac{1}{\omega C}} = \frac{-j\dfrac{\omega}{C}}{\omega^2 - \omega_n^2} \qquad [4]$$

donde $\omega_n^2 = \dfrac{1}{LC}$ corresponde a la resonancia del mismo, cada término de la sumatoria de [3] puede ser representado por un circuito resonante paralelo cuya frecuencia de resonancia es ω_n y su capacidad $\dfrac{1}{2\,r_n}$. Finalmente, entonces, la función impedancia del sistema de cavidad considerado podrá representarse por medio del siguiente circuito equivalente:

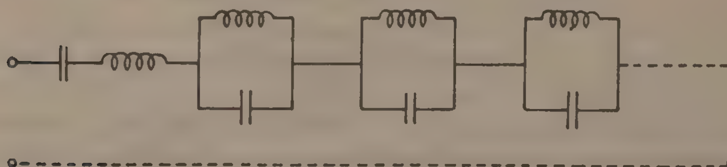


Fig. 2.

Análogamente, para el caso de trabajar con admitancias, el circuito equivalente resulta:

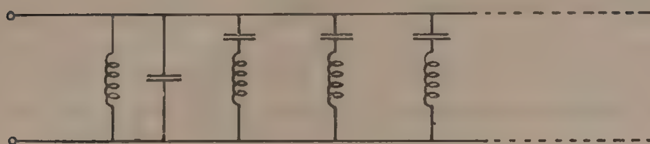


FIG. 3.

Debido a la conductibilidad finita de las paredes de la cavidad, ésta disipa parte de la energía entregada; en tal caso puede extenderse el teorema de Foster, introduciendo una frecuencia compleja cuyo término real dé cuenta de las pérdidas, siempre que éstas últimas sean pequeñas. La función impedancia resulta:

$$Z(\omega) = jA\omega - j\frac{Aa_0}{\omega} + A\sum_{n=1}^{\infty}\frac{a_n\,2j\omega}{\omega_n^2 - \omega^2 - 2j\omega\beta_n} \qquad [5]$$

donde la introducción del término $2j\omega B_n$ determina, para cada resonancia $\omega = \omega_n$, una contribución real de la sumatoria y por lo tanto una impedancia finita. Por otra parte, la impedancia de un circuito resonante paralelo RLC es:

$$Z(\omega) = \frac{1}{\dfrac{1}{R} + \dfrac{1}{j\omega L} + j\omega C} = \frac{1}{\dfrac{1}{R} + j\dfrac{Q}{R}\left(\dfrac{\omega}{\omega_n} - \dfrac{\omega_n}{\omega}\right)}$$

o también:

$$Z(\omega) = \frac{j\omega\dfrac{\omega_n R}{Q}}{\omega_n^2 - \omega^2 + j\dfrac{\omega\,\omega_n}{Q}} \qquad [6]$$

donde

$$\omega_n^2 = \frac{1}{LC} \quad \text{y} \quad Q = \omega_n RC\,.$$

De acuerdo con la [6], la sumatoria de la [5] es equivalente a la impedancia de infinitos circuitos resonantes paralelos disipativos, conectados en serie. La función impedancia y, por lo tanto, el comportamiento de un sistema de cavidad con pérdidas pequeñas, po-

drá representarse por medio del siguiente circuito:

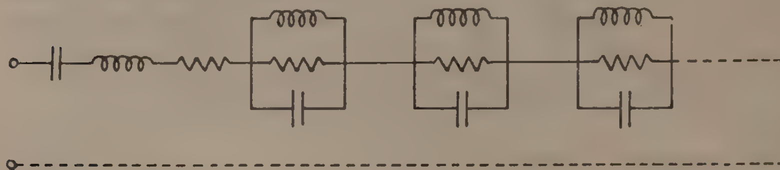


Fig. 4.

Igual que en el caso anterior, la función admitancia podrá representarse por el siguiente circuito equivalente:

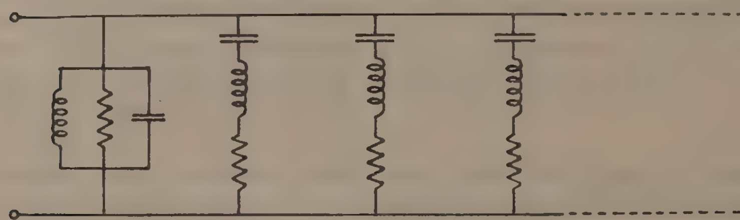


Fig. 5.

El sistema de cavidad constituído por una cavidad de forma simple acoplada a una línea coaxil por medio de una espira es uno de los pocos casos cuya distribución de campo ha sido resuelta con bastante exactitud (fig. 6). Se pueden conocer así algunos detalles más del circuito equivalente de tales sistemas. Utilizando el método de Lagrange, Baños ha demostrado que el circuito equivalente es, en este caso, el que indica la figura 7.

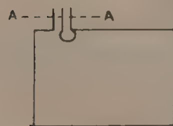


Fig. 6.

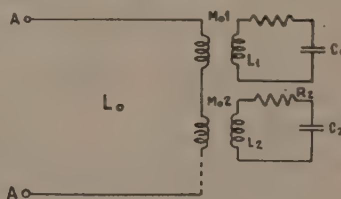


Fig. 7.

en donde cada modo normal de oscilación es sintetizado por un circuito resonante L_k, C_k, R_k acoplado a la espira L_0 a través de la inductancia mutua M_{0k}. Los valores de L_k y C_k dependen de la

energía electromagnética puesta en juego con el correspondiente modo k de oscilación y la resistencia R_k da cuenta de la energía disipada. El valor de M_{0k} no es más que el del coeficente de acoplamiento entre la espira y el modo k, acoplamiento que es proporcional a $\mu \int_{\text{Esp.}} H_k \, ds$, es decir, al flujo magnético abarcado por la espira.

El circuito de la fig. 7 puede llevarse fácilmente al de la fig. 4, pues se trata de un caso particular de éste. En efecto, cada malla

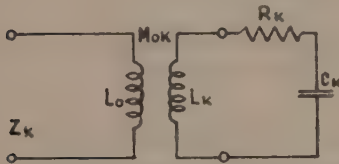


Fig. 8 *a*.

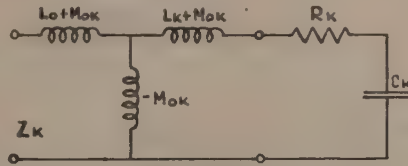


Fig. 8 *b*.

resonante correspondiente a un modo normal de la fig. 7 es equivalente al circuito de la fig. 8*a* y éste al de la fig. 8*b*; la impedancia de entrada de este último es:

$$Z_k = j\omega L_0 + \frac{\omega^2 M_{0k}^2}{j\omega L_k + R_k - j\,\dfrac{1}{\omega C_k}} = j\omega L_0 + \frac{\dfrac{j\omega^3 M_{0k}^2}{L_k}}{\omega_k^2 - \omega^2 + j\,\dfrac{\omega\,\omega_k}{Q_k}}$$

donde

$$\omega_k^2 = \frac{1}{L_k C_k} \quad \text{y} \quad Q_k = \frac{\omega_k L_k}{R_k}\,.$$

La expresión anterior puede escribirse, también, como sigue:

$$Z_k = j\omega L_0 - j\omega\,\frac{M_{0k}^2}{L_k} + \frac{j\omega\omega_k^2\,\dfrac{M_{0k}^2}{L_k}}{\omega_k^2 - \omega^2 + j\,\dfrac{\omega\,\omega_k}{Q_k}} - \frac{\omega^2\omega_k\,\dfrac{M_{0k}^2}{Q_k L_k}}{\omega_k^2 - \omega^2 + j\,\dfrac{\omega\,\omega_k}{Q_k}}$$

donde el último término es Q veces más pequeño que el tercer término, para frecuencias próximas a la de resonancia; resulta,

entonces:

$$Z_k = j\omega L_0 - j\omega \frac{M_{0k}^2}{L_k} + \frac{j\omega\omega_k^2 \dfrac{M_{0k}^2}{L_k}}{\omega_k^2 - \omega^2 + j\dfrac{\omega\omega_k}{Q_k}} \qquad [7]$$

La impedancia de cada una de las mallas de la fig. 7 puede ser expresada en forma similar a la [7] de manera que la impedancia de entrada del circuito equivalente de la fig. 7 será:

$$Z = j\omega \left(L_0 - \sum_k \frac{M_{0k}^2}{L_k}\right) + j\sum_k \frac{\omega\omega_k^2 \dfrac{M_{0k}^2}{L_k}}{\omega_k^2 - \omega^2 + j\dfrac{\omega\omega_k}{Q_k}} \qquad [8]$$

Teniendo en cuenta que cada término de la sumatoria de la [8] es, por la [6], la impedancia de un circuito RLC paralelo, resultará

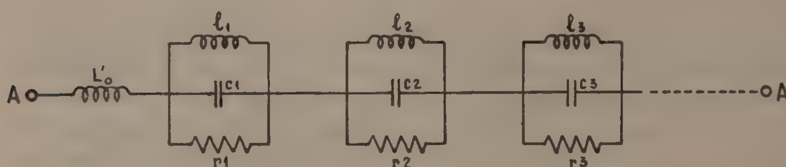


Fig. 9.

el circuito de la fig. 9 equivalente al de la fig. 7. Los parámetros de ambos circuitos están relacionados por medio de las siguientes expresiones:

$$L_0' = L_0 - \sum_k \frac{M_{0k}^2}{L_k} \qquad \omega_k^2 = \frac{1}{l_k c_k} = \frac{1}{L_k C_k}$$

$$Q_k = \omega_k r_k C_k = \frac{\omega_k L_k}{R_k} \qquad r_k = \frac{\omega_k^2 M_{0k}^2}{R_k} \qquad l_k = \frac{M_{0k}^2}{L_k}$$

Obsérvese que en las constantes del circuito de la figura 9 está incluído el valor del acoplamiento M_{0k}, en cambio, las constantes del circuito de la fig. 7 son independientes de dicho parámetro.

Los parámetros reactivos de la fig. 9 pueden hacerse iguales a los de la fig. 7 siempre que los circuitos resonantes se conecten a

través de transformadores ideales de relación:

$$n_k = \frac{M_{0k}}{L_k} \qquad [9]$$

La nueva forma que adquiere el circuito es la que indica la fig. 10:

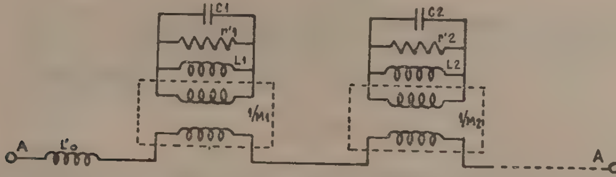


FIG. 10.

Las resistencias de los circuitos resonantes deben ser tales que reflejadas por los transformadores se traduzcan en las r_k de la fig. 9, es decir:

$$n_k^2 r_k' = \frac{\omega_k^2 M_{0k}^2}{R_k}$$

$$r_k' = \frac{\omega_k^2 L_k^2}{R_k}$$

La representación de la fig. 10 es a menudo utilizada en lugar de la de la fig 9, puesto que sus elementos quedan definidos solamente por las mallas de los modos normales de la fig. 7. El acoplamiento entre el modo y la espira es introducido bajo la forma de transformadores ideales y de tal manera que una variación de aquél no modifica más que la relación de dichos transformadores.

Circuitos equivalentes cerca de resonancia. Los circuitos equivalentes hasta aquí considerados mantienen su validez para cualquier frecuencia de trabajo, aunque en la mayoría de los casos prácticos interesa conocer solamente el comportamiento del sistema de cavidad dentro de una estrecha banda de frecuencias próximas a una resonancia determinada. En tal caso, los circuitos equivalentes se simplifican, dado que todas las mallas resonantes, excepto aquella cuya frecuencia de resonancia corresponde a la frecuencia de trabajo, pueden ser reemplazadas por elementos no resonantes.

Los circuitos equivalentes más generales de las figs. 2 y 3 se reducen, cerca de una resonancia determinada, a los de las figuras 11 y 12, donde los elementos de constantes primadas involucran las reactancias y resistencias de los restantes mallas no resonantes. Los

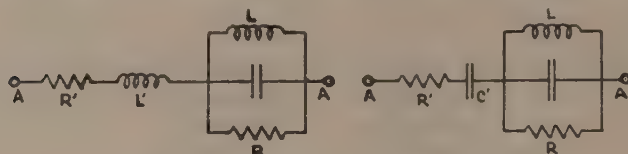


Fig. 11.

elementos R' y r' representan las pérdidas en las líneas de transmisión y acoplamientos fuera de resonancia y como son, generalmente, muy pequeños, pueden despreciarse; además las reactancias agregadas en serie con el circuito resonante paralelo o las agrega-

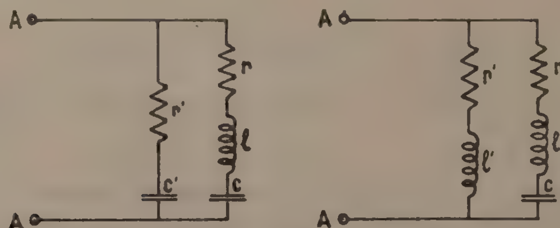


Fig. 12.

das en paralelo con el circuito resonante serie, pueden ser eliminadas eligiendo adecuadamente el plano de referencia AA sobre la línea de transmisión. En conclusión, la impedancia o admitancia de entrada de un sistema de cavidad, cerca de una determinada resonancia, puede representarse, siempre que se elija convenientemente la posición del plano terminal, por medio de un circuito resonante serie o paralelo RLC, respectivamente.

En el caso particular de una cavidad acoplada magnéticamente por medio de una espira, el circuito equivalente de la fig. 7 puede también simplificarse cuando se trabaja cerca de una resonancia determinada; las mallas no resonantes pueden reemplazarse por elementos no resonantes y éstos eliminarse por elección conveniente del plano de referencia: el circuito equivalente resultará, entonces,

el de la fig. 8*a* u 8*b*. Este último posee un cuadripolo reactivo, el cual dentro de una estrecha banda de frecuencias, puede reemplazarse por un trozo de línea, un transformador ideal y una reactancia serie. El circuito se transforma, entonces, en el de la fig. 13.

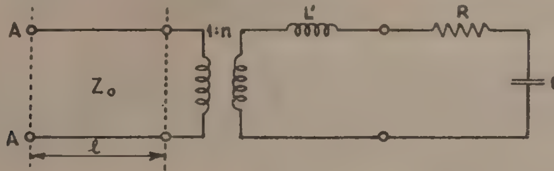


FIG. 13.

La longitud de la línea, la relación del transformador y la reactancia serie quedan definidas en función de L_0, M_{0k} y L_k. La inductancia L' es:

$$L' = L_k - n_k^2 L_0$$

Para pequeños acoplamientos, que es el caso más general, $L' \approx L_k$ y la frecuencia de resonancia del nuevo circuito es la misma que la del circuito de la fig. 8. Finalmente, si el trozo de línea del circuito

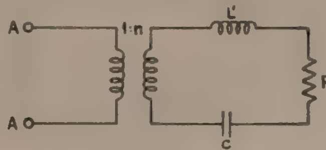


FIG. 14.

equivalente de la fig. 13 se identifica con la línea física conectada a la cavidad, siempre podrá ubicarse el plano terminal de referencia de tal manera que el circuito equivalente esté constituído exclusivamente por elementos de constantes concentradas, como se indica en la fig. 14.

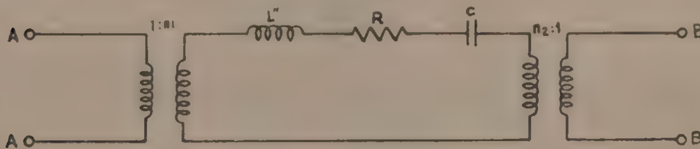


FIG. 15.

En el caso de que la cavidad conste de dos líneas de transmisión acopladas por medio de dos espiras, un desarrollo similar al realizado permitirá obtener un circuito equivalente como el de la fig. 14 pero con el agregado de un transformador ideal más, como se indica en la fig. 15. En dicha representación la inductancia L'' es, para acoplamientos pequeños, aproximadamente igual a L.

Transmisión de energía a través de un sistema de cavidad. — Al igual que en los circuitos de baja frecuencia, en los sistemas de cavidad resonante se acostumbra cuantificar las pérdidas por medio del factor de mérito Q, definido, en su forma más general, de la siguiente manera:

$$Q = 2\pi \frac{\text{energía almacenada}}{\text{energía disipada por ciclo}} \qquad [10]$$

Consideremos el circuito equivalente más general de un sistema de cavidad para frecuencias próximas a una resonancia determinada.

En el caso de que la cavidad conste de dos líneas de transmisión emergente está cargada con su impedancia característica.

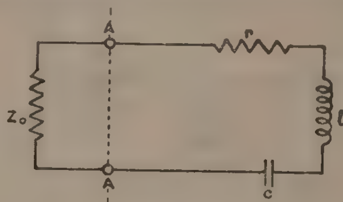


FIG. 16.

El Q del sistema a la derecha del plano AA es el Q del sistema de cavidad propiamente dicho:

$$Q = \frac{\omega_0 l}{r}$$

donde:

$$\omega_0^2 = \frac{1}{lc}$$

El Q de todo el circuito es el Q del sistema cargado:

$$Q' = \frac{\omega_0 l}{r + Z_0} = \frac{Q}{1 + \frac{Z_0}{r}}$$

Si llamamos *factor de acoplamiento* β a la relación, a la frecuencia de resonancia, entre la impedancia externa de la carga y la impedancia interna propia del sistema, es decir $\beta = \frac{Z_0}{r}$, resulta:

$$Q' = \frac{Q}{1 + \beta}$$

El factor de acoplamiento no es más que la eficacia con que la energía almacenada en el sistema de cavidad se transfiere y se disipa en la carga.

Consideremos una cavidad acoplada a dos líneas de transmisión por medio de dos espiras; el circuito equivalente, cerca de resonancia y para determinados planos de referencia, será el de la fig. 15. Si se conecta a una línea terminal un generador y a la otra línea un receptor, la energía del primero se transmitirá al segundo a través del sistema de cavidad. Si en los planos de referencia, las impedancias del generador y receptor son reales, el circuito del conjunto es el de la fig. 17:

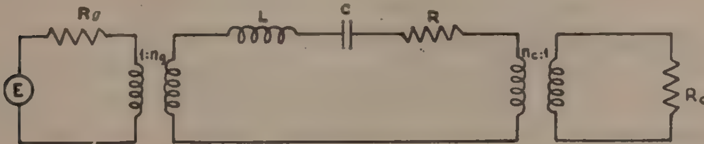


FIG. 17.

o el de la fig. 18:

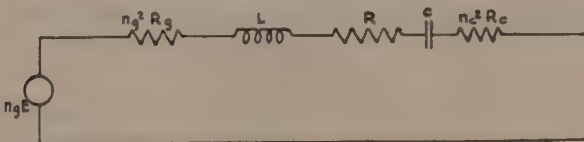


FIG. 18.

El Q del sistema de cavidad propiamente dicho es:

$$Q = \frac{\omega_0 L}{R} \qquad [11]$$

y el Q del sistema cargado:

$$Q' = \frac{\omega_0 L}{R + n_g^2 R_g + n_c^2 R_c} \qquad [12]$$

de donde:

$$Q = Q' \left(1 + \frac{n_g^2 R_g}{R} + \frac{n_c^2 R_c}{R}\right) \qquad [13]$$

Los factores de acoplamiento del generador y de la carga son:

$$\beta_g = \frac{n_g^2 R_g}{R} \qquad \beta_c = \frac{n_c^2 R_c}{R} \qquad [14]$$

Si el receptor y el generador están adaptados, se reemplazará R_g y R_c por las impedancias características de las correspondientes líneas y resultarán sus valores independientes de la posición de los planos de referencia.

La impedancia del circuito de la fig. 18 es:

$$Z = R \left[(1 + \beta_g + \beta_c) + jQ \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)\right]$$

y la potencia entregada a la carga:

$$P_c = n_c^2 R_c \mid I \mid^2 = \beta_c R \mid I \mid^2$$

o también:

$$P_c = \frac{E^2}{R_g} \frac{\beta_g \beta_c}{(1 + \beta_g + \beta_c)^2 + Q^2 \left(\frac{\omega_0}{\omega} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)^2} \qquad [15]$$

La máxima potencia que puede entregar el generador es:

$$P_m = \frac{1}{4} \frac{E^2}{R_g}$$

Definiendo las *pérdidas de transmisión* del sistema como la relación $\frac{P_c}{P_m}$, se tiene:

$$T(\omega) = \frac{P_c}{P_m} = \frac{4 \beta_g \beta_c}{(1 + \beta_g + \beta_c)^2 + Q^2 \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)^2}$$

y a la frecuencia de resonancia:

$$T(\omega_0) = \frac{4\,\beta_g\,\beta_c}{(1+\beta_g+\beta_c)^2} \qquad [16]$$

y por lo tanto:

$$T(\omega) = \frac{T(\omega_0)}{1+Q'^2\left(\dfrac{\omega}{\omega_0}-\dfrac{\omega_0}{\omega}\right)}$$

Haciendo $\omega = \omega_0 + \dfrac{\Delta\omega}{2}$, resulta:

$$T(\omega) = \frac{T(\omega_0)}{1+Q'^2\left(\dfrac{\Delta\omega}{\omega_0}\right)^2} \qquad [17]$$

Se observa que cuando $\dfrac{\Delta\omega}{\omega} = \dfrac{1}{Q'}$, la potencia transmitida es la mitad de la potencia transmitida a la frecuencia de resonancia. El intervalo de frecuencia $\Delta\omega$ se denomina *ancho de banda* del sistema de cavidad y define la agudeza de resonancia del mismo.

Si las impedancias del generador o receptor en los planos de referencia son complejas ya sea por falta de adaptación o porque las impedancias internas tienen características reactivas, el circuito equivalente será el mismo de la fig. 17 con Z_g y Z_c en lugar de R_g y R_c. Las correspondientes reactancias reflejadas al sistema de cavidad dan lugar a un desplazamiento de la frecuencia de resonancia para la cual se tiene máxima transmisión de energía. La nueva frecuencia de resonancia es la solución de la siguiente ecuación:

$$\omega L - \frac{1}{\omega C} + n_g^2 X_g + n_c^2 X_c = 0$$

Si se cumple:

$$n_g^2 X_g\,,\; n_c^2 X_c << \omega L\,,\; \frac{1}{\omega C}$$

se tendrá:

$$\omega_T = \omega_0\left(1 - \frac{n_g^2 X_g}{2\,L\,\omega_0} - \frac{n_c^2 X_c}{2\,L\,\omega_0}\right)$$

o también:

$$\omega_T = \omega_0 \left(1 - \frac{\beta_g X_g}{2 R_g Q} - \frac{\beta_c X_c}{2 R_c Q}\right)$$

Generalmente no se conocen las reactancias serie X_g y X_c, pero sí la relación de ondas estacionarias correspondiente a las impedancias del generador y receptor. El valor de dichas reactancias y por ende el desplazamiento de frecuencia, depende de la fase de las ondas estacionarias en los planos terminales de referencia; así, cuando en dichos planos se tiene un máximo o mínimo de la relación de ondas estacionarias el corrimiento de frecuencia es nulo, en cambio este último será máximo cuando la fase sea tal que:

$$\frac{X}{Z_0} = \pm \frac{r^2 - 1}{2r}$$

donde r es la relación de ondas estacionarias que corresponde a la reactancia X. (La expresión anterior se deduce recordando que la máxima rectancia correspondiente a un determinado r es igual, en el diagrama circular de impedancias, al radio del círculo de la relación de ondas estacionarias considerada).

Dadas, entonces, las relaciones de ondas estacionarias del generador y de la carga, los valores límites que puede alcanzar la frecuencia de resonancia para máxima transmisión, son:

$$\omega_T = \omega_0 \pm \omega_0 \cdot \frac{1}{4Q} \left[\beta_g \frac{r_g^2 - 1}{r_g} + \beta_c \frac{r_c^2 - 1}{r_c}\right] \qquad [18]$$

(Continuará)

NOTICIARIO

Designación de vicepresidente 1º de la Sociedad Científica Argentina. — En reemplazo del doctor Eduardo Braun Menéndez, que renunció según lo anunciamos en el anterior número de « Anales », ha sido designado por la Junta Directiva vicepresidente 1º de la Sociedad el contraalmirante ingeniero naval Edmundo Manera por el resto del actual ejercicio administrativo, o sea hasta abril venidero.

XV Congreso Internacional de Veterinaria. — Este congreso se celebrará en Estocolmo los días 9 a 15 de agosto de 1953 y en él se tratarán problemas primordialmente pecuarios de gran interés mundial e íntimamente vinculados a la explotación y desarrollo de la ganadería de nuestro país.

El temario comprende nueve secciones que en síntesis incluyen los siguientes asuntos: Sección I, Enfermedades infecciosas, incluídas las tropicales; Sección II, Enfermedades causadas por parásitos animales, incluídas las tropicales; Sección III, Envenenamientos; Sección IV, Perturbaciones del metabolismo, enfermedades por carencia y alergias; Sección V, Fisiología y patología de la reproducción y lactancia; Sección VI, Zootecnia; Sección VII, Diagnóstico, terapéutica y cirugía; Sección VIII, Higiene alimenticia y salud pública; Sección IX, Problemas de coordinación internacional de veterinaria.

El Comité Argentino de este Congreso funciona en San José 1481, Buenos Aires.

Homenaje al Dr. Francisco P. Moreno en San Carlos de Bariloche en el trigésimotercer aniversario de su fallecimiento. — Durante los días 20, 21 y 22 de noviembre tuvieron lugar en San Carlos de Bariloche diversos actos oficiales en homenaje al perito Moreno, cuyo centenario ha sido celebrado durante todo el año por la Sociedad Científica Argentina, por intermedio del Seminario que lleva el nombre del ilustre argentino.

Para cumplir con los actos se trasladaron a Bariloche los miembros de la Comisión Nacional de Homenaje que preside el General Dn. Baldomero J. de Biedma, Dr. José Liebermann, su vicepresidente, Dr. Raúl A. Entraigas, vocal, y don Roberto Torrado, secretario. El día 20 fué depositada una ofrenda floral en el islote Centinela, habiendo hecho uso de la palabra el Ing. Emilio E. Frey, que fué uno de los más activos colaboradores de Moreno. El 21 se realizó un gran acto público en la biblioteca « D. F. Sar-

miento » de San Carlos de Bariloche, hablando en esa ocasión el R. P. Dr. Raúl A. Entraigas. El 22, día del aniversario, tuvo lugar un acto en la plaza « Francisco P. Moreno » de Bariloche, frente a la estatua del prócer, pronunciando una conferencia alusiva el Dr. José Liebermann. Al mismo tiempo fué colocada una placa conmemorativa de la Comisión Nacional de Homenaje al Dr. Moreno, como expresión de gratitud nacional al héroe de Caleofú.

Los actos contaron con la valiosa colaboración de la Administración General de Parques Nacionales, en cuya representación actuó el Intendente del Parque Nahuel Huapí, Ing. Agr. Don Alejandro Cané, y con la adhesión de altos jefes del Ejército, de las autoridades municipales de la ciudad y de la Escuela « Dr. Francisco P. Moreno » que dirige el profesor don Carlos A. Bonelli.

CONSÚLTENOS

ANTES DE PROYECTAR

UNA NUEVA INSTALACIÓN ELÉCTRICA



Infórmese previamente acerca de cuáles son las posibilidades para el suministro de corriente en el lugar en que Vd. la necesite.

PUBLICIDAD C. V

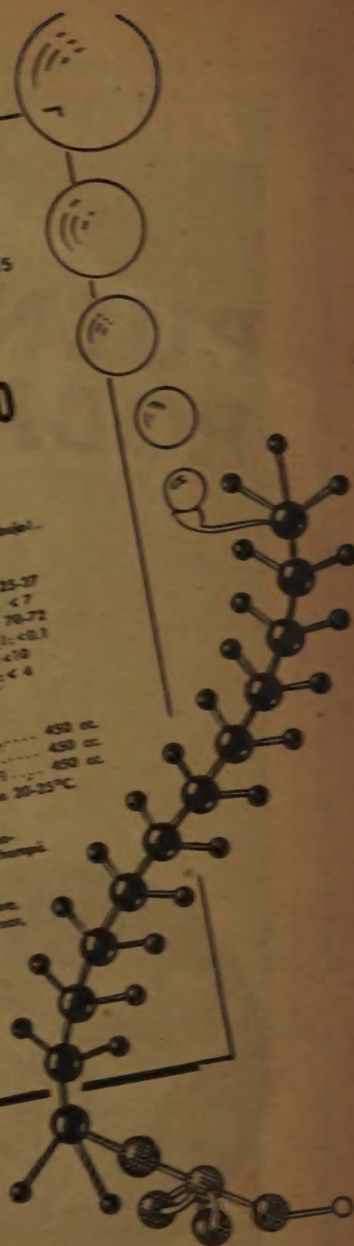
Francval **José Franchini Ltda.**
CAPITAL $ 1.000.000.- m/n.
CARABELAS 2398 - AVELLANEDA - T. E. 22-4015

ANDINIX L S S 100

NATURALEZA:
"alquil sulfato sódico".
FORMULA QUIMICA:
$C_{12}H_{25}OSO_3Na$ (la molécula representada en el dibujo).
REACCION: neutra.
ANALISIS QUIMICO: (a) % ingrediente activo ....: 25-27
% sales inorgánicas ....: < 7
% H2O ....: 70-72
Alcalinidad libre (% CO3 Na2): <0.1
% cenizas ....: <10
% ClNa ....: < 4

DATOS FISICO - QUIMICOS:
Tensión superficial (solución 4 ‰) 31.5 dinas/cm.
Volumen de espuma: Solución 3 ‰ (pH 7) .... 450 cc.
Solución 3 ‰ (pH 3) .... 450 cc.
Solución 3 ‰ (agua dura 55°F) .... 450 cc.

APARIENCIA: (a) pasta crema [illegible] debajo de los 20-25°C.
USO ESPECIFICO: agente espumante, humectante, detergente y emulsionante para la industria cosmética, en especial para la elaboración de champú.
OTROS USOS:
a causa de sus propiedades tenso-activas, y las características favorables de resistencia al agua dura, ácidos, bases y sales, encuentra aplicaciones diversas, en especial como auxiliar en la industria textil.
a) INGREDIENTE ACTIVO:
La suma de: materia grasa total, SO3 combinado, y Na combinado.
b) también se dispone de ANDINIX L S Líquido y ANDINIX L S Polvo.



Son "PRODUCTOS" nuestros!

Podemos decir, sin temor a equivocarnos, que no han estado nunca a nuestro servicio técnicos que hayan trabajado en otras empresas del ramo, ni nacionales ni extranjeras. De nuestra fábrica han salido, en cambio, numerosos técnicos que hoy aplican de distinta manera las experiencias adquiridas con nosotros. Otro producto que nos llena de orgullo es

ANDINIX L S S 100